



Europäisches Patentamt
European Patent Office
Office européen des brevets

Veröffentlichungsnummer:

0 035 166
A1

EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG

Anmeldenummer: 81101135.2

Int. Cl.³: H 04 B 1/26, H 03 D 3/00

Anmeldetag: 18.02.81

Priorität: 01.03.80 DE 3007907

Anmelder: Licentia Patent-Verwaltungs-GmbH,
Theodor-Stern-Kai 1, D-6000 Frankfurt/Main 70 (DE)

Veröffentlichungstag der Anmeldung: 09.09.81
Patentblatt 81/36

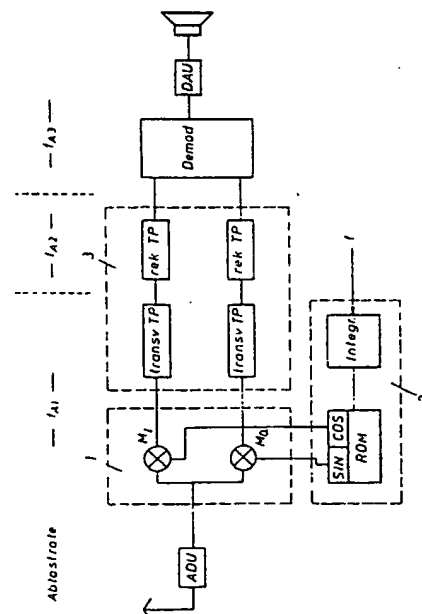
Erfinder: Schaller, Wolfgang, Dr.-Ing., Am Roten Berg 51,
D-7900 Ulm (DE)

Benannte Vertragsstaaten: AT BE CH DE FR GB IT LI LU
NL SE

Vertreter: Langer, Karl-Heinz, Dipl.-Ing. et al, Licentia
Patent-Verwaltungs-GmbH Theodor-Stern-Kai 1,
D-6000 Frankfurt/Main 70 (DE)

54 Digitaler Empfänger.

Es wird ein voll digitalisierter Empfänger mit Oszillator (2), Mischer (1), ZF-Filter (3) und Demodulator (Demod.) beschrieben, welcher im Quadratursystem arbeitet. Die Oszillatorfrequenz ist gleich der Empfangsfrequenz gewählt. Alle Einheiten haben eigene, teilweise vielfache, Rechenwerke und Speichereinheiten. Die Tiefpaßeinheiten des ZF-Filters (3) bestehen aus der Hintereinanderschaltung eines transversalen (transv. TP) und eines rekursiven (rek. TP) Filters. Nach dem transversalen Filter wird die Abtastrate reduziert. Das transversale und/oder das rekursive Filter können auch aus mehreren Stufen bestehen mit jeweils abnehmender Abtastrate. Vorzugsweise weist das transversale Filter einen großen Formfaktor auf, während das rekursive Filter den endgültigen Formfaktor des ZF-Filters (2) festlegt. Der digitale Empfänger entspricht den Anforderungen nach Multiplikationsökonomie und Schleifenfreiheit in den zeitkritischen Prozessanteilen. Er ist bis zu Eingangsbandsbreiten von 50 MHz geeignet, sobald eine Schaltenenergie (speed-power-product) von 30 fJ machbar ist.



EP 0 035 166 A1

0035166

Licentia Patent-Verwaltungs-GmbH
Theodor-Stern-Kai 1
D-6000 Frankfurt 70

Ulm, 03.02.81
Z13-UL/Bl/sa
AZ.: P 30 07 907.3

Digitaler Empfänger

Die Erfindung betrifft einen digitalen Empfänger nach dem Oberbegriff des Anspruchs 1. Ein solcher Empfänger ist aus der US-PS 40 90 145 bekannt.

Integrierte digitale Schaltkreise nähern sich derzeit
05 einer Komplexität von 10^5 Transistorfunktionen pro Chip.
In absehbarer Zeit werden auch 10^6 Transistorfunktionen
pro Chip technologisch realisierbar sein. Parallel zu dieser
Entwicklung nimmt die Schaltgeschwindigkeit ständig zu.
Daher rücken digitalisierte Lösungen für hochfrequenztech-
10 nische Anwendungen in den Bereich des Möglichen. Sie haben
gegenüber analogen Schaltungen den Vorteil der Integrier-
barkeit und Programmierbarkeit.

Ein wesentlicher Baustein in allen hochfrequenztechni-
schen Geräten und Systemen ist der Empfänger. Der Empfän-
15 ger verstärkt, filtert und demoduliert HF-Signale.

...

Die Breite des Empfangsbereichs der häufigsten Empfänger-
typen (Rundfunk, Sprechfunk, Tastfunk, Radar) hat eine
Größenordnung von einigen MHz bis zu einigen 10 MHz. Da
Computer bisher nur Signalbandbreiten von einigen kHz in
05 Realzeit verarbeiten können, erschien eine vollständige
Digitalisierung von HF-Empfängern bisher nicht möglich.

Aufgrund der eingangs genannten technologischen Fort-
schritte ist es allerdings nur noch eine Frage der Zeit,
daß ein digitaler Empfänger realisierbar wird. Die der-
10 zeitige Leistungslücke von 3 bis 4 Zehnerpotenzen wird
in zehn Jahren seitens der Technologie auf 2 bis 3 Zehner-
potenzen geschrumpft sein. In der Zwischenzeit gilt es
Strukturen zu entwickeln, die durch Spezialisierung eines
Computers auf den Anwendungsfall HF-Empfänger die ver-
15 bleibende Lücke ganz schließen.

Die bereits erwähnte US-PS 40 90 145 beschreibt einen
Empfänger mit Quadratursystem, der Bandbreiten größer 10 MHz
verarbeiten soll. Der Schwerpunkt dieser Schrift liegt auf
der digitalen Demodulation hinter der Filterstufe. Bis ein-
20 schließlich zur Filterung ist der Aufbau ansonsten noch in
analoger Bauart. Die Schrift gibt zwar in ihrer FIG. 4 be-
reits ein Blockschaltbild für einen voll digitalisierten
Quadraturempfänger an, ohne jedoch auf die Probleme und
Begrenzungen einzugehen, die durch die Technologie gegeben
25 sind. Insbesondere ist zwar von einem digitalen Tiefpaß die
Rede, aber nicht gesagt, wie dieser in Anbetracht der ex-
tremen Anforderungen geschaffen sein soll.

Schwerpunkt der vorliegenden Erfindung ist der Prozessor-
teil des digitalen Empfängers, d. h. die Signalverarbei-
30 tung zwischen Analog-Digital-Wandlung des Empfangssignals
und Digital-Analog-Wandlung des demodulierten Signals.

...

Der Prozessorteil des digitalen Empfängers wird in seiner Struktur durch zwei Anforderungen geprägt:

- a) Die Zahl der Operationen muß minimal sein.
Der zeitbestimmende Operationstyp ist die Multiplikation. Bei der digitalen Signalverarbeitung ist die Multiplikation sehr häufig. Sie bestimmt praktisch die Rechenzeit und den Aufwand. Daher sind Empfänger- bzw. Filterstrukturen zu suchen, die möglichst wenige Multiplikationen pro Abtastwert des Signals benötigen.

- b) Die zeitkritischen Algorithmen dürfen keine Schleifen enthalten.

Der technologische Trend geht zu immer kleineren Abmessungen des einzelnen Gatters auf dem Chip. Die Leistungsfähigkeit der integrierten Schaltungen wächst also in erster Linie durch die Zahl der Gatter pro Chip und erst in zweiter Linie durch die Schaltgeschwindigkeit der Gatter. Deshalb wird ein zukünftiger digitaler Empfänger mit vielen parallelen Rechenwerken arbeiten müssen. Dadurch wird zwar die Durchsatzleistung erhöht, nicht aber die Durchsatzzeit vermindert. Schleifen oder Rückkopplungen in zeitkritischen Teilen des Prozessors verbieten sich aus diesem Grunde, denn sie erfordern eine begrenzte Durchlaufzeit. Damit ist es unmöglich, rückgekoppelte Systeme wie z. B. rekursive Filter stabil zu bekommen.

Aufgabe der Erfindung ist es, einen digitalen Empfänger der eingangs genannten Art anzugeben, welcher die vorgenannten Forderungen erfüllt.

Die Lösung dieser Aufgabe ist im Patentanspruch 1 beschrieben. Die Unteransprüche beinhalten vorteilhafte Weiterbil-

...

dungen bzw. Ausführungen der Erfindung.

Die Erfindung wird im folgenden in einer bevorzugten Ausführungsform näher beschrieben. Die Prozessorstruktur ist bis zu Eingangsbandbreiten von 50 MHz entsprechend einer
05 Datenrate von 100 MWords/sec geeignet, sobald eine Schaltenergie (speed-power-product) von 30 fJ machbar ist (heute 300 fJ).

Der Prozessor besteht aus dem Mischer 1, gebildet aus den zwei eingangsseitigen Multiplizierern M_I und M_Q , dem Oszil-
10 lator 2, gebildet aus Integrator Ingegr. und Sinus/Cosinus-tafel ROM, dem komplexen Kanalfilter 3 als Tiefpaß und der Demodulatoreinheit Demod. Alle Einheiten haben eigene, teilweise vielfache Rechenwerke. Das vom A/D-Wandler ADU kommende reelle Signal wird mit einer komplexen Schwingung
15 aus dem Oszillator 2 gemischt. Dabei entsteht ein komplexes (analytisches) Zwischenfrequenzsignal. Da die Oszillatorfrequenz f gleich der zu empfangenden Kanalfrequenz gewählt wird, hat das ZF-Signal die Mittenfrequenz Null. Im Demodulator wird das analytische ZF-Signal $x+jy$ wieder reell gemacht, womit eine Demodulation zwangsläufig verbunden ist.
20 Für Amplitudenmodulation bildet der Demodulator beispielsweise den Betrag $r = \sqrt{x^2 + y^2}$.

Der Oszillator 2 wird vorzugsweise durch eine Rechenschaltung dargestellt, die synchron mit der Eingangsdatenrate
25 des Empfängers Sinus- und Cosinusabtastwerte liefert. Die eingestellte Oszillatorfrequenz f liegt als konstanter Zahlenwert am Eingang des Integrators Integr. Sie wird in eine fortlaufende Phase ($2\pi f \cdot t$) modulo 2π umgewandelt und anschließend als Adresse in der festgespeicherten Sinus/Cosinus-
30 nustafel ROM verwendet. Um den Speicheraufwand zu begrenzen, ist mit der Tafelanwendung in einer vorteilhaften Ausführungsform eine Interpolation verbunden.

...

Die Auslegung des digitalen Empfängers als Quadratursystem ist eine für die Ersparnis an Multiplikationen vorteilhafte Maßnahme. In einem Quadratursystem wird das Signal durch ein Wertepaar dargestellt - I-Kanal/Q-Kanal bzw. COS-Kanal/
05 SIN-Kanal - das als komplexer Wert verstanden werden kann.

Das vom A/D-Wandler ADU kommende Signal ist noch reell. Es wird erst durch Multiplikation mit dem komplexen Oszillatorsignal komplex. Das Mischprodukt ist im Gegensatz zu dem reeller Mischstufen eindeutig, d. h. ein Spiegelempfang
10 läßt sich vermeiden. Daher kann die Oszillatorfrequenz auch innerhalb des Empfangsbandes liegen.

Bei reellen analogen Mischstufen in breitbandig abstimmbaren Empfängern muß man im Gegensatz dazu die Oszillatorfrequenz größer als die doppelte höchste Empfangsfrequenz
15 wählen, um in Verbindung mit einer entsprechend hohen Zwischenfrequenz das Spiegelproblem zu umgehen. Damit ist eine Einsparung an benötigter Abtastrate von rund 50 % durch das Quadratursystem ersichtlich.

Proportional zur verminderten Abtastrate sinkt der Aufwand an Multiplikationen pro Zeiteinheit in Mischstufe 1 und
20 ZF-Filter 3. Da diese aber zur Verarbeitung komplexer Signale zweikanalig ausgelegt sind, wird der Vorteil bis zu diesem Punkt der Betrachtung kompensiert.

Das ZF-Filter 3 ist ein Tiefpaß. Gegenüber einem Bandpaß
25 wird nur ein halb so hoher Filtergrad für die gleiche Selektion benötigt. Außerdem kann die Filterausgangsabtastrate des Tiefpasses halb so hoch wie die eines entsprechenden Bandpasses sein, was für die erfindungsgemäße Realisierung mit Transversalfilter als erster Selektions-
30 stufe den Aufwand abermals halbiert. Zusammengefaßt ergibt

...

sich also im Filter eine Aufwandsreduktion durch das Quadratursystem im Verhältnis 4 : 1.

Transversalfilter, auch nichtrekursive Filter genannt, FIG. 2, enthalten keine Rückkopplungen. Sie erfüllen damit
05 die gestellte Forderung nach Schleifenfreiheit. Sie haben die allgemeine Übertragungsfunktion

$$H(z) = \frac{y(z)}{x(z)} = a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_N z^{-N}$$

$$= \frac{1}{z^N} \left(a_0 z^N + a_1 z^{N-1} + \dots + a_N z^0 \right)$$

mit $x(z)$ = Eingangssignal, $y(z)$ = Ausgangssignal

10 $a_0 \dots a_N$ = Filterkoeffizienten, N = Filtergrad.

Da sie, abgesehen von einem N -fachen Pol bei $z = 0$ nur Nullstellen besitzen, ist ein hoher Filtergrad N nötig, um einen ausgedehnten Sperrbereich zu erzeugen. Der Aufwand an Multiplikationen ist demnach hoch, was im allgemeinen zu einer Bevorzugung der rekursiven Filter gegenüber den nichtrekursiven Filtern führt.
15

Wird jedoch in einem System die Abtastrate nach der Filterung (Tiefpaß, Bandpaß) reduziert, was ja wegen der mit der Filterung verbundenen Bandbreitereduzierung möglich
20 und zweckmäßig ist, dann wird das Transversalfilter wieder attraktiv. Wegen fehlender Rückkopplungen braucht der Filterzustand nicht für jeden am Eingang neu zugehenden Abtastwert berechnet zu werden. Es genügt, die Rechnung

...

einmal pro verbleibendem Ausgangswert, entsprechend der reduzierten Abtastrate, durchzuführen. Die Ersparnis entspricht dem Reduktionsfaktor in der Abtastrate.

Die Zahl der benötigten Multiplikationen pro Abtastwert
 05 ist für das Transversalfilter ohne Abtastratenreduktion gleich dem Filtergrad N . Das Übertragungsverhalten des Filters (Tiefpaß) ist gemäß FIG. 3 gekennzeichnet durch Durchlaßfrequenz f_D , Sperrfrequenz f_S , Durchlaßwellig-
 10 keit δ_D und Sperrwelligkeit δ_S . Die folgende Tabelle gibt den Multiplizieraufwand M für ein Filter mit den Welligkeiten $\delta_D = 5\%$ und $\delta_S = 10^{-5}$ (-100 dB) an.

$f_S/f_D :$	2	5	10	20	100	∞
M_{rekursiv}	11	6	5	4	3	1
$M_{\text{transversal } 6f_A/f_S}$	$3,8f_A/f_S$	$3,3...$	$3,2...$	$3...$	$3...$	$3...$
15 $M_{\text{transversal}}^*$	9	4,5	3,7	3,3	3	3

Beim Transversalfilter ist der Aufwand vom Verhältnis Sperrfrequenz f_S zu Abtastfrequenz f_A abhängig. Dabei ist noch keine Ratenreduktion zugrunde gelegt. Reduziert man aber gemäß FIG. 3 die ausgangsseitige Abtastrate und damit die
 20 Berechnungsrate auf den kleinsten zulässigen Wert $f_A^* = f_S + f_D$, dann erhält man einen Multiplizieraufwand M^* , der ebenso wie beim rekursiven Filter unabhängig von der

...

relativen Breite des Filters ist. Der Aufwand ist sogar, bis hin zu einem Formfaktor $f_S/f_D = 100$, geringer als beim rekursiven Filter.

Eine weitere Einsparungsmöglichkeit resultiert aus der
05 Symmetrie der Filterkoeffizienten

$$a_i = a_{N-i} \quad H(z) = \sum_{i=0}^{N/2} a_i (z^{-i} + z^{-N+i}),$$

wodurch sich die Zahl der Multiplikationen je einkangsseitigem Abtastwert noch einmal halbieren läßt.

Der Vorteil der Abtastratenreduktion läßt sich nur beim
10 transversalen Filter voll realisieren, da im rekursiven Filter wegen der Rückkopplungen auch Zwischenwerte gebraucht werden.

Eine weitere Methode zur Aufwandsreduktion besteht darin, das gesamte Filter in mehrere Stufen mit abnehmender Ab-
15 tastrate aufzuspalten. Da die Signalbandbreite von Stufe zu Stufe kleiner wird, darf die Abtastrate entsprechend verringert werden. Das hat den auch mit rekursiven Filtern zu realisierenden Vorteil, daß die hinteren Stufen weniger Rechenleistung benötigen.

20 Das theoretische Optimum liegt bei sehr großer Stufenzahl. Aus praktischen Gründen wird man aber kaum über 2 bis 3 Stufen hinausgehen, denn der weiter erzielbare Gewinn wird immer geringer. Nach dem anfangs Gesagten müßten die Filterstufen transversale Struktur haben. Man entfernt sich
25 jedoch nicht viel weiter vom Optimum, wenn man nur die erste(n) Stufe(n) transversal wählt und als letzte Stufe(n) die flexibleren rekursiven Filter wählt. Besonders für sehr

...

große Verhältnisse von Eingangs- zu Ausgangsbandbreite des gesamten Filters erspart man sich so einen unpraktisch großen Koeffizientenspeicher. Es sei auch nicht verschwiegen, daß Transversalfilter sehr hohen Grades erhebliche
05 Schwierigkeit der Berechnung zeigen.

Das transversale Filter wird als erste Selektionsstufe nach dem Mischer verwendet. Der Formfaktor wird vorzugsweise so groß gewählt, daß nur ca. 1,5 Multiplikationen je Abtastwert erforderlich sind. Der endgültige Formfaktor der ZF-Selektion wird dann in der zweiten Selektionsstufe bei erheblich
10 niedrigerer Abtastrate mit einem rekursiven Filter realisiert. Wegen der größeren zur Verfügung stehenden Berechnungszeitdauer sind hier Schleifen nicht mehr unzulässig, so daß der Vorteil des rekursiven Filters, mit einer niedri-
15 geren Zahl N von abzuspeichernden Koeffizienten auszukommen, nutzbar wird. Mit dieser Lösung ist der Gesamtaufwand gegenüber einer einstufigen Lösung um eine Größenordnung niedriger. Aus Gründen der Multiplikationsökonomie sollte das rekursive Filter vom Tschebyschefftyp sein.

20 Der arithmetische Aufwand von ca. 10^9 Multiplikationen/sec für den digitalen Empfänger erfordert einen hohen Grad von Parallelität bei den Rechenwerken. Es sind größenordnungsmäßig 10 Multiplizierer nötig, die in sich weiterhin parallel strukturiert sind. Sie besitzen für alle Unter-
25 operationen (Additionen) separate Verknüpfungsschaltungen, die gleichzeitig arbeiten.

Es stellt sich die Frage nach der optimalen Parallelstruktur der Rechenwerke hinsichtlich des Produktes Gatterzahl \times Operationszeit, das minimiert werden soll. Eine integrations-

...

freundliche Form des Parallelmultiplizierers ist die Matrixform (iterative array). Die Matrix besitzt $k \cdot l$ identische Zellen und bildet damit das Produkt aus zwei Operanden, deren Wortlänge k bzw. l beträgt. Für das

05 Signal ist der Multiplizierer ein kombinatorisches Netzwerk mit vielen Stufen, also Verknüpfungsebenen, das durchlaufen werden muß, vgl. FIG. 4A. Die Durchsatzleistung dieses Netzwerks kann erhöht werden, indem man in gewissen Abständen Speicherebenen einfügt. Dann kann nämlich ein

10 neuer Wert schon an den Eingang des Netzwerks gelegt werden, ehe der alte alle Stufen durchlaufen hat. Eine solche Anordnung wird als Fließbandstruktur (pipelining) bezeichnet (FIG. 4B).

Es ist sinnvoll, nach dem optimalen Abstand der Speicher

15 zu fragen, denn zu viele Speicherebenen würden wegen des zusätzlichen Aufwandes und der zusätzlichen Laufzeit das Verhältnis aus Durchsatzleistung und Gatterzahl wieder verschlechtern.

Die Zahl der Verknüpfungsebenen pro Speicherebene sei n .

20 Damit ist die Laufzeit von Speicher zu Speicher gleich n -mal der Gatterlaufzeit zuzüglich der Speicherlaufzeit (n^*).

Der Gatteraufwand pro Bit des hindurchlaufenden Signals sei m pro Verknüpfungsebene und m^* pro Speicher (FIG. 4).

25 Dann gilt für das Aufwand-Laufzeit-Produkt pro Verknüpfungsebene

$$(n \cdot m + m^*) (n + n^*) / n \longrightarrow \text{Min}$$

$$m - m^* n^* / n^2 = 0$$

$$n_{\text{opt}} = \sqrt{n^* m^* / m}$$

...

Es existiert also eine optimale Konfiguration aus verteilter Verknüpfung- und Speicherlogik, die die beste Schaltungsausnutzung bringt. An einem Beispiel sei der Vorteil der Fließbandstruktur belegt:

- 05 Ein Multiplizierer für 16 x 16 Bit benötigt in rein kombinatorischer Logik ca. 2000 Gatter in mindestens 32 Ebenen. Der Parameter m beträgt damit rund 4 (Gatter pro Bit pro Ebene) und es ergibt sich als optimaler Abstand der Speicherebenen

10
$$n_{\text{opt}} \approx 2,$$

wenn man einmal $m^* = 6$ Gatter pro Speicherbit und $n^* = 3$ Elementarlaufzeiten für die Speicherebene ansetzt. Die resultierende spezifische Leistung des Multiplizierers ist hier viermal größer als ohne eingefügte Speicher.

- 15 (Die Durchlaufzeit erhöht sich zwar um 150 % und der Schaltungsaufwand um 75 %, aber die Durchsatzrate steigt dafür auf das 7-fache an).

- Der große Vorteil einer digitalen Lösung für den Funkempfänger ist außer der Integrierbarkeit die einfache
20 Möglichkeit einer Programmierung. Damit kann der gleiche Schaltkreis für eine Vielzahl von Einsatzfällen Verwendung finden, wodurch seine rationelle Fertigung ermöglicht wird.

- FIG. 5 zeigt das Prinzip der Programmierung. Es sind zwei Ebenen zu unterscheiden. Die innere Programmierung wird vom
25 Gerätehersteller vorgenommen. Er lädt die PROM-Speicher für den vorgesehenen Anwendungsbereich des Empfängers. Es können viele Filterkurven und Demodulationsarten in Gestalt von Parametersätzen (Filterkoeffizienten etc.) gleichzeitig gespeichert werden. Für Funkgeräte mit einem festen Kanal-
30 raster können alle erforderlichen Kanalabstimmungen fest

gespeichert werden. Mit einer projektierten PROM-Speichergröße von insgesamt 30 ... 1000 KBit können Tausende von Kanalfrequenzen und Dutzende von Filterkurven und Modulations/Betriebsarten gleichzeitig eingespeichert werden.

- 05 Die zweite Programmierenebene ist die des Geräteanwenders, in FIG. 5 außerhalb der strichpunktierten Linie mit Kommandierung bezeichnet. Er bedient den digitalen Empfänger über Kommandos und ruft damit die gewünschten Programme, also Funktionen, ab. Im einfachsten Fall kann das über Schalter und Drehknöpfe erfolgen. Bei komplexeren Empfängern wird die Kommandierung über eine Tastatur zweckmäßig sein. In rechnergesteuerten Systemen ist die direkte Fernsteuerung des digitalen Empfängers ohne Zwischenschaltung einer aufwendigen Anpaßeinheit möglich.

- 13 -

Licentia Patent-Verwaltungs-GmbH
Theodor-Stern-Kai 1
D-6000 Frankfurt 70

Ulm, 03.02.81
Z13-UL/B1/sa
AZ.: P 30 07 907.3
Auslandsfassung

Patentansprüche

1. Digitaler Empfänger mit einem Oszillator, einem Mischer, einem ZF-Filter und einem Demodulator, wobei
 - 05 - ein Analog-Digital-Wandler (ADU) das Empfangssignal wandelt und es dem Mischer (1) zuführt, welcher aus zwei parallel arbeitenden Multiplizierern (M_I und M_Q) besteht;
 - der Oszillator (2) ein Quadratursignal abgibt;
 - die Oszillatorfrequenz (f) gleich der Empfangsfrequenz gewählt ist
 - 10 - das ZF-Filter (3) aus zwei parallel arbeitenden Tiefpaßeinheiten (TP) besteht;
 - im Demodulator (Demod.) die parallel verarbeitenden Signale zur Bildung der Phase oder Amplitude verknüpft werden und

...

- einem Digital-Analog-Wandler (DAU) zugeführt werden;

gekennzeichnet durch folgende Merkmale:

- der Mischer (1), der Oszillator (2), das ZF-Filter (3) und der Demodulator (Demod.) haben jeweils eigene, teilweise vielfache, Rechenwerke und Speichereinheiten;
- die Tiefpaßeinheiten des ZF-Filters (3) bestehen aus der Hintereinanderschaltung eines transversalen (transv. TP) und eines rekursiven (rek. TP) Filters;
- nach dem transversalen Filter (transv. TP) wird die Abtastrate reduziert (FIG. 1).

2. Digitaler Empfänger nach Anspruch 1, gekennzeichnet durch folgende Merkmale:

- Der Oszillator (2) besteht aus einem Integrator (Integr.) und einer festgespeicherten Sinus/Cosinustafel (ROM). Die eingestellte Oszillatorfrequenz (f) liegt als konstanter Zahlenwert am Eingang des Integrators (Integr.), wird in diesem in eine fortlaufende Phase umgewandelt und anschließend als Adresse an die Sinus/Cosinustafel (ROM) gegeben. Letztere gibt an die Multiplizierer (M_I und M_Q) Cosinus- bzw. Sinus-Abtastwerte ab.

3. Digitaler Empfänger nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß die Sinus/Cosinustafel (ROM) einen Interpolator aufweist.

4. Digitaler Empfänger nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß das transversale und/oder das rekursive Filter aus mehreren Stufen besteht mit jeweils abnehmender Abtastrate.

0035166

AZ.: P 30 07 907.3

- 15 -

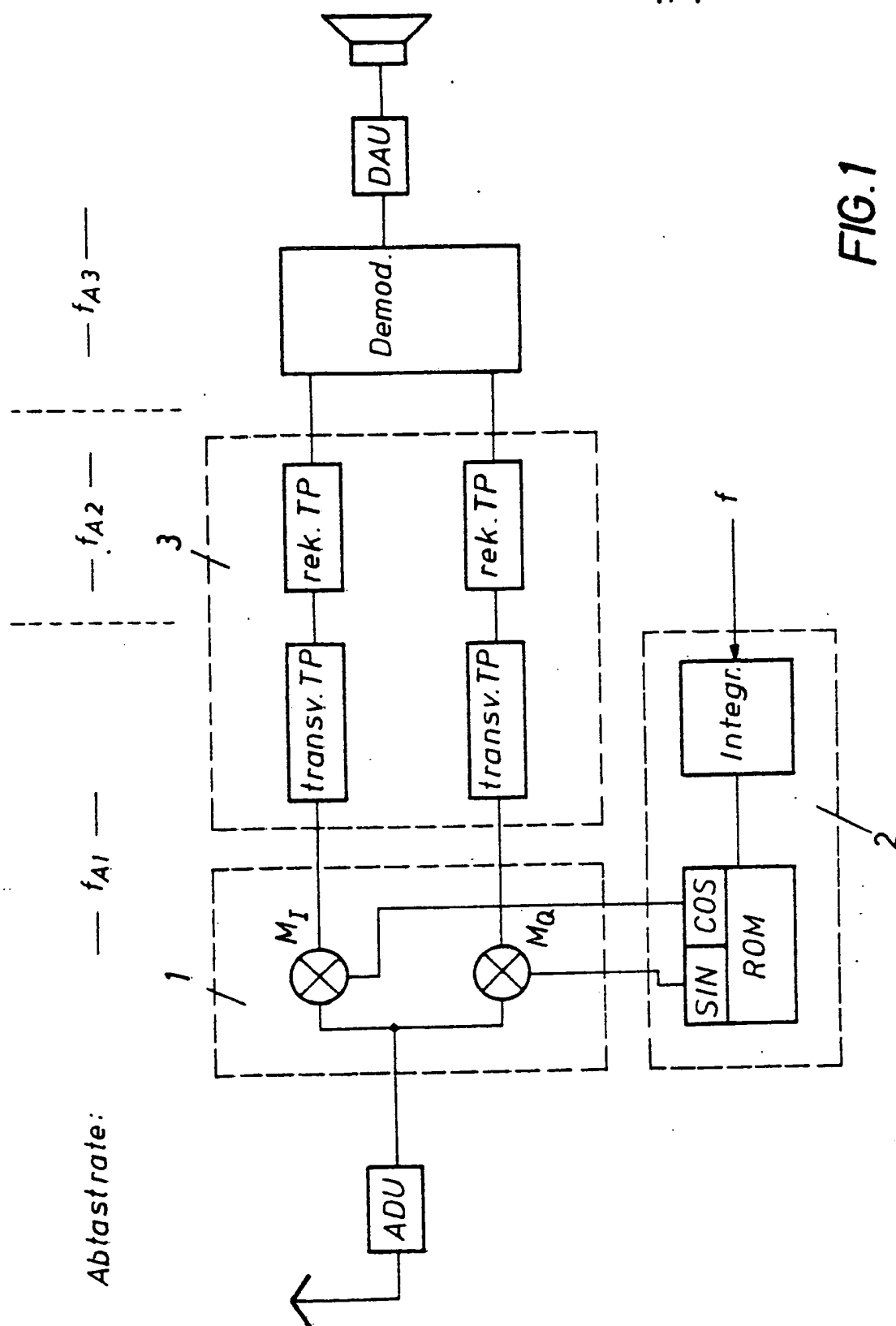
03.02.81

5. Digitaler Empfänger nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß das rekursive Filter (rek. TP) vom Tschebyschefftyp ist.

05 6. Digitaler Empfänger nach einem der Ansprüche 1 bis 5, dadurch gekennzeichnet, daß das transversale Filter (transv. TP) einen großen Formfaktor aufweist, und daß das rekursive Filter (rek. TP) den endgültigen Formfaktor des ZF-Filters (2) festlegt.

10 7. Digitaler Empfänger nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß die Rechenwerke Fließbandstruktur aufweisen.

...



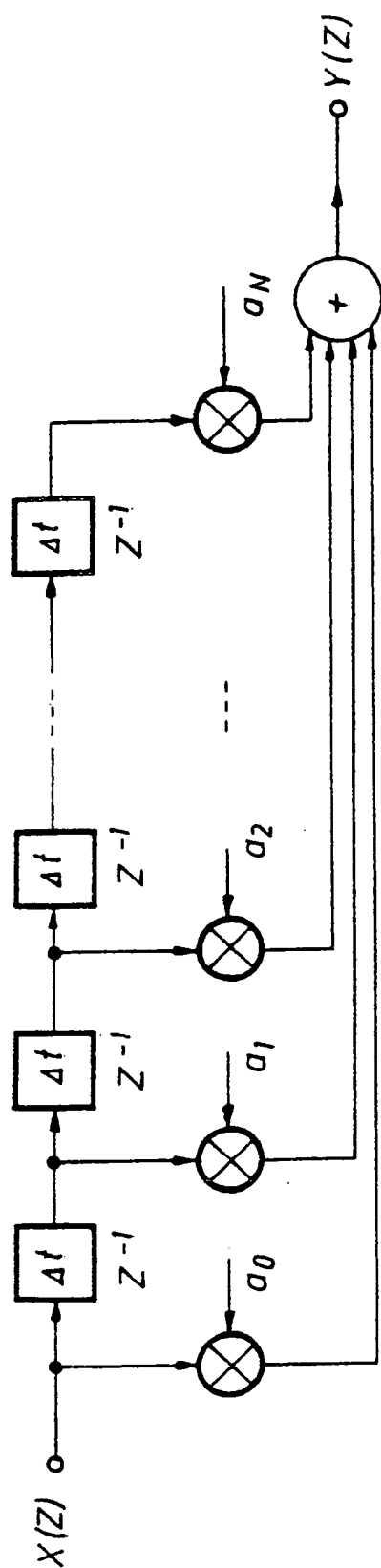


FIG. 2

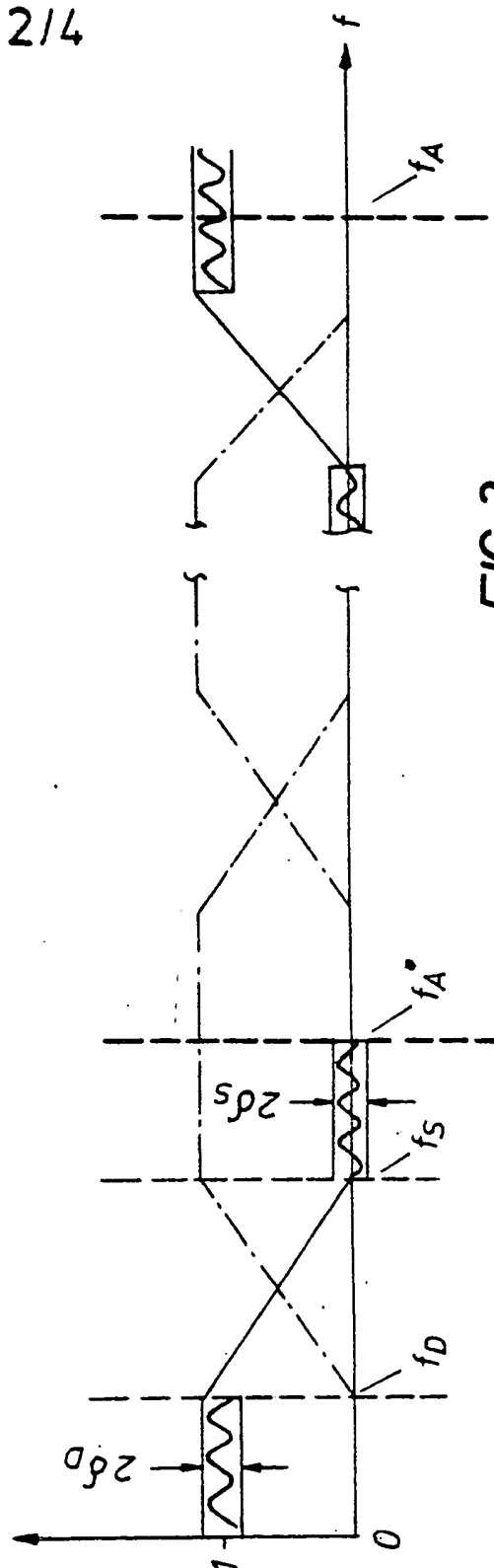
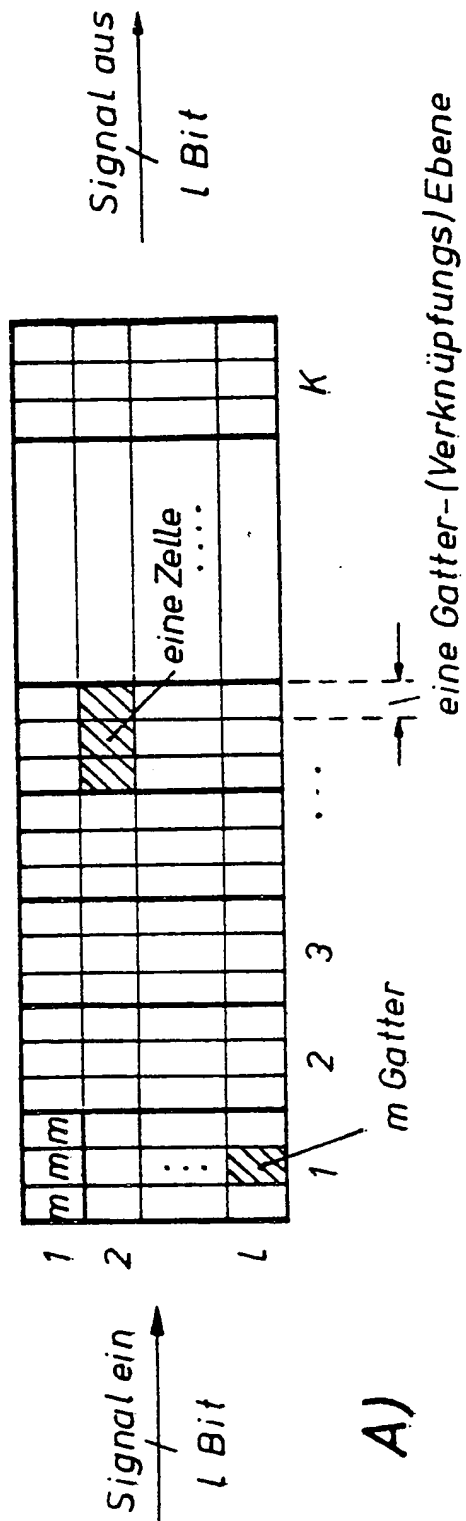


FIG. 3



3/4

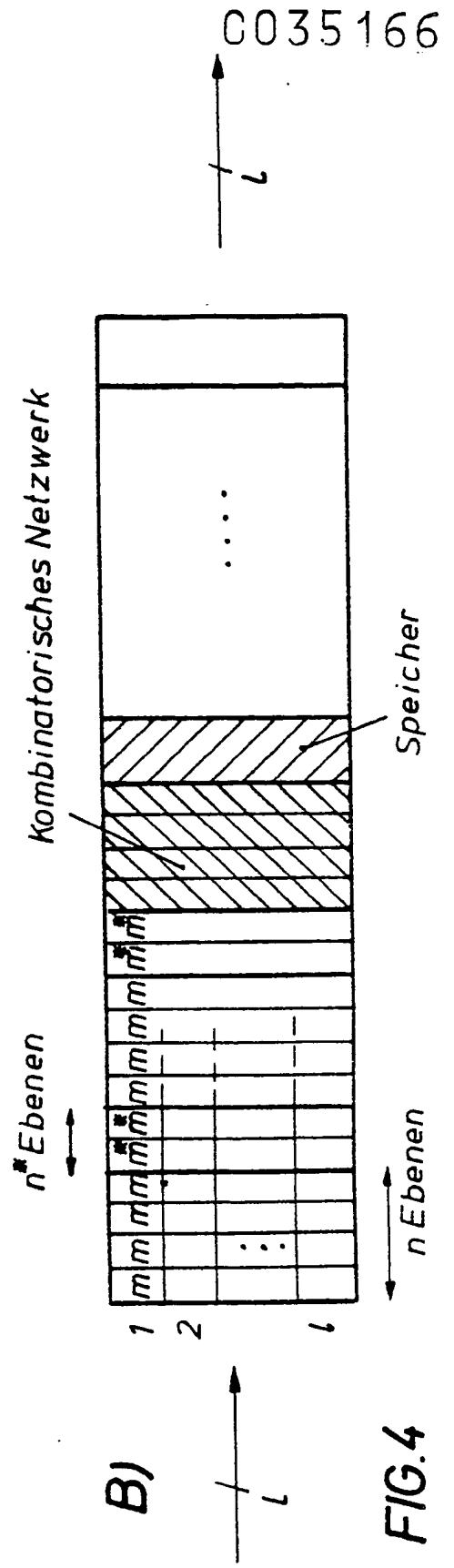


FIG.4

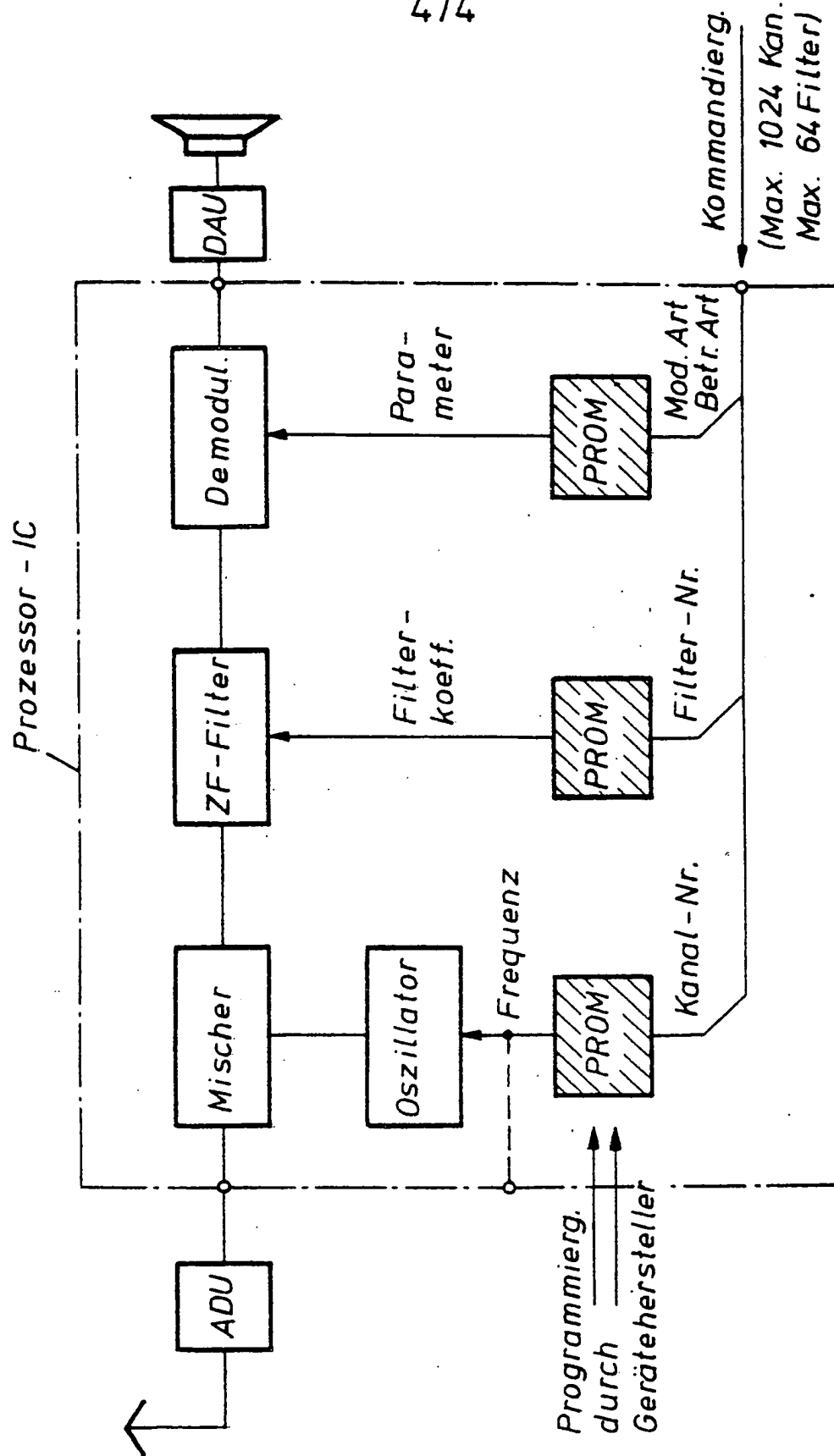
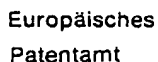


FIG.5



0035166
Nummer der Anmeldung
EP 81 10 1135

EPA form 1503.1 06.78



Europäisches
Patentamt

EUROPÄISCHER RECHERCHENBERICHT

0035166
Nimmter der Anmeldung
EP 81 10 1135

- 2 -

EINSCHLÄGIGE DOKUMENTE			KLASSIFIKATION DER ANMELDUNG (Int.Cl. 3)
Kategorie	Kennzeichnung des Dokuments mit Angabe, soweit erforderlich, der maßgeblichen Teile	betrifft Anspruch	
	<p>DE - A - 2 554 562 (N.V. PHILIPS' GLOEILAMPENFABRIEKEN)</p> <p>* Patentanspruch 1; Abbildungen 1 und 4 *</p> <p>---</p> <p>IEEE TRANSACTIONS ON ACOUSTICS, SPEECH, AND SIGNAL PROCESSING, Band ASSP-23, Heft 5, Oktober 1975, NEW YORK (US)</p> <p>RABINER: "A Novel Implementation for Narrow-Band FIR Digital Filters, Seiten 457-464</p> <p>* Seite 457; Zusammenfassung; Seite 457, linke Spalte, Zeile 1 bis rechte Spalte, Zeile 33; Seite 459, rechte Spalte, Zeile 22 bis Seite 460, linke Spalte, Zeile 2; Abbildungen 2 und 5 *</p> <p>---</p> <p>ELECTRONICS LETTERS, Band 3, Heft 3, 1967, LONDON (GB)</p> <p>CONSTANTINIDES: "Synthesis of Chebychev Digital Filters", Seiten 124-126</p> <p>* Insgesamt *</p> <p>---</p> <p>A PHILIPS TELECOMMUNICATION REVIEW, Band 37, Heft 1, Mai 1979, HILVERSUM (NL)</p> <p>BIKKER: "A Microprocessor - Controlled Communications Receiver", Seiten 1-10</p> <p>* Seite 3, Abbildung 2; Seite 5, Abbildung 4 *</p> <p>-----</p>	<p>1</p> <p>4</p> <p>5</p>	<p></p> <p>RECHERCHIERTE SACHGEBIETE (Int. Cl. 3)</p> <p></p>